УДК 621.3.011.739

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ДЕКОМПОЗИЦИОННОГО ПОДХОДА

Л.И. Бабак

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: babak@post.tomica.ru

Рассматривается декомпозиционный подход к решению задачи структурного синтеза СВЧ полупроводниковых устройств. Обсуждаются постановка, методы и алгоритмы решения задач на основных этапах, приводится обзор основных результатов.

1. Введение

СВЧ полупроводниковые устройства (ППУ) занимают важное место при построении современных радиоэлектронных систем. В связи со сложностью разработки СВЧ ППУ ее осуществление не представляется возможной без использования средств автоматизированного проектирования. Однако существующие программные комплексы (такие как Advanced Design System фирмы Agilent, США, Microwave Office фирмы Applied Wave Research, США и др.) в основном ориентированы на задачи моделирования, конструкторского и технологического проектирования СВЧ устройств. В то же время в них весьма недостаточно представлены средства решения таких «интеллектуальных» задач на этапах системотехнического и схемотехнического проектирования, как выбор и генерация (синтез) схемных решений СВЧ устройств. Между тем, решение этих задач является важнейшей составной частью проектирования СВЧ изделий, требует значительных затрат времени и труда разработчика и во многом определяет качественные характеристики устройств. Кроме того, для успешного решения указанных задач разработчик должен обладать достаточной квалификацией и опытом в разработке СВЧ устройств.

Таким образом, задача автоматизированного структурного синтеза СВЧ ППУ приобретает особую актуальность. Ее решение позволит улучшить характеристики проектируемых устройств, повысит эффективность, сократит сроки и затраты на проектирование, снизит требования к квалификации разработчика.

В настоящей работе рассматривается декомпозиционный метод синтеза активных цепей [1], на основе которого может быть осуществлен структурный синтез широкого класса СВЧ ППУ. Обсуждаются постановка, методы и алгоритмы решения задач на основных этапах. Приводится обзор основных результатов, полученных при решении поставленной проблемы.

2. Задача синтеза активных СВЧ цепей

До сих пор методы синтеза (расчета) активных СВЧ ППУ развивались в основном в направлении максимального учета специфики проектируемых устройств и упрощения их математических моделей. Однако такой подход неизбежно является приближенным, кроме того, он препятствует созданию универсальных методов синтеза.

Для построения общей теории синтеза необходим другой подход, основанный на теории сложных систем. В общем случае СВЧ ППУ представляет собой сложную систему с сосредоточенными и (или) распределенными постоянными, с большим числом взаимосвязанных параметров. В связи с этим синтез ППУ должен включать в себя все основные этапы, характерные для проектирования сложных систем: выбор структурной схемы, декомпозицию, построение и идентификацию математической модели, определение структуры и параметров элементов звеньев и т. д.

В качестве базы для создания единой теории проектирования широкого класса СВЧ ППУ в [1] предлагается декомпозиционный метод синтеза (ДМС) активных СВЧ устройств. Метод обеспечивает общий подход к проектированию линейных и нелинейных (линеаризованных) ВЧ и СВЧ ППУ, которые могут быть представлены в виде соединения активных элементов (полупроводниковых приборов) и пассивных цепей – компенсирующих, согласующих, цепей обратной связи и т. д. Для подобных цепей будем использовать общий термин – корректирующие цепи (КЦ). Указанный класс устройств весьма широк и включает, в частности, транзисторные усилители, операционные усилители, полупроводниковые смесители и умножители частоты, управляющие устройства (управляемые аттенюаторы, фазовращатели, амплитудные и фазовые модуляторы), преобразователи иммитанса, активные фильтры и др.

Рассмотрим постановку задачи синтеза. Представим проектируемое устройство в виде соединения активной части (полупроводниковые приборы) и пассивной части (КЦ) – см. рис. 1. При этом КЦ рассматриваются как управляемая часть цепи, выбором которой добиваются нужных характеристик устройства в целом.

Проектирование сложных технических систем основано на идее декомпозиции, т. е. на сведении сложной проблемы проектирования к последовательности более простых задач. Особенностью проблемы синтеза активных СВЧ ППУ рассматриваемого класса является то, что она допускает естественную двухуровневую декомпозицию.

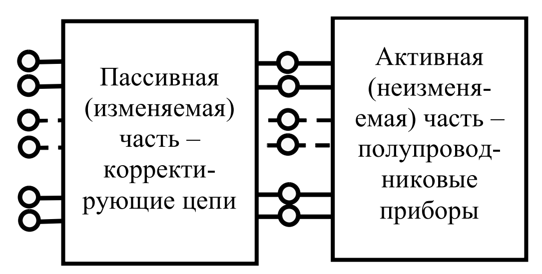


Рис. 1. Декомпозиция активной цепи

Пусть $\mathbf{H}=(H_1, ..., H_\lambda)$ – вещественный вектор характеристик устройства, таких как коэффициент усиления (передачи) по мощности, коэффициент шума, модули коэффициентов отражения на входах устройства, выходная мощность и т. д.; λ – число характеристик. Пассивную часть цепи (рис. 1) удобно представить в виде многополюсника, через $\mathbf{X}=(x_1,...,x_n)$ обозначим вещественный вектор, содержащий реальные и мнимые части (либо модули и фазы) собственных параметров этого многополюсника – параметров рассеяния или иммитансных параметров. Например, в случае четырехполюсника, характеризуемого матрицей рассеяния $\mathbf{S}=\|s_{ij}\|$ $(i, j=1,2)$, вектор $\mathbf{X}$ может иметь вид $\mathbf{X}=(\mathrm{Re}\, s_{11},\mathrm{Im}\, s_{11},\mathrm{Re}\, s_{12},...,\mathrm{Re}\, s_{22},\mathrm{Im}\, s_{22})$. Заметим, что обычно пассивная цепь характеризуется волновыми или иммитансными матрицами, однако для формулировки рассматриваемой задачи удобней записать ее параметры в виде вектора, при этом переход от одного способа представления цепи к другому тривиален. Кроме того, через S_p и $\mathbf{e}=(e_1,...,e_l)$ обозначим соответственно структуру и вектор элементов пассивной части (последний вектор содержит сопротивления, емкости и индуктивности сосредоточенных элементов цепи, волновые сопротивления и длины отрезков линий передачи и т. д.)

Теперь активная цепь (ППУ) может быть представлена двухуровневой моделью:

$$\mathbf{H}=\mathbf{F}_1(\mathbf{X});\ \mathbf{X} = \mathbf{F}_2(S_p, \mathbf{e}), \qquad (1)$$

где $\mathbf{F}_1$ и $\mathbf{F}_2$ – некоторые вектор-функции (отображения).

Альтернативной формой модели является суперпозиция отображений:

$$\mathbf{H}=\mathbf{H}[\mathbf{X}(S_p, \mathbf{e})]. \qquad (2)$$

В соответствии с известными результатами теории цепей, в терминах элементов вектора $\mathbf{X}$ могут быть сформулированы условия физической реализуемости (УФР) пассивной части цепи. В этом случае элементы $x_1,...,x_n$ должны рассматриваться как функции комплексной частоты p либо вещественной частоты ω, соответственно вектор $\mathbf{X}$ будет представлять собой вектор-функцию $\mathbf{X}(p)$ или $\mathbf{X}(\omega)$.

Обозначим через P класс вектор-функций $\mathbf{X}(p)$, удовлетворяющих необходимым и достаточным УФР пассивных цепей, формулируемым в p – плоскости. В частности, если пассивный многополюсник описывается матрицей рассеяния $\mathbf{S}(p)$, указанные УФР состоят в том, что матрица $\mathbf{S}(p)$ – ограниченная и вещественная [2]. Через P_D обозначим класс векторов $\mathbf{X}(\omega_k)$, удовлетворяющих условиям реализуемости в виде пассивной цепи на фиксированной частоте $\omega_k\in[0,\infty)$. Для многополюсника, характеризуемого матрицей рассеяния $\mathbf{S}(j\omega_k)$, эти условия состоят в положительной полуопределенности матрицы диссипации $\mathbf{D}_S(j\omega_k)=\mathbf{1}-\mathbf{S}^{+}(j\omega_k)\mathbf{S}(j\omega_k)$ [2]. Заметим, что выполнения последних условий на некотором дискретном множестве частот $\{\omega_k\}$ $(k=\overline{1,m})$ или даже в некотором непрерывном интервале $\omega\in[\omega_L, \omega_U]$ недостаточно для существования пассивной цепи с матрицей $\mathbf{S}(j\omega)$.

Рассмотрим задачу проектирования широкополосных СВЧ ППУ в частотной области. В этом случае векторы $\mathbf{H}$ и $\mathbf{X}$ являются функциями частоты ω. Требования к характеристикам ППУ обычно могут быть представлены в форме системы неравенств в фиксированных точках ω_k $(k=\overline{1,m})$ рабочего диапазона частот:

$$H_\nu^-(\omega_k) \le H_\nu(\omega_k) \le H_\nu^+(\omega_k),\ \nu=\overline{1,\lambda};\ k=\overline{1,m} \qquad (3)$$

или

$$\mathbf{H}(\omega_k) \in E_H(\omega_k),\ \ k=\overline{1,m}, \qquad (4)$$

здесь $H_\nu^-(\omega_k)$, $H_\nu^+(\omega_k)$ – соответственно нижнее и верхнее граничные значения характеристики H_ν на частоте ω_k; $E_H(\omega_k)$ – область допустимых значений (ОДЗ) характеристик на частоте ω_k.

В соответствии с моделью (1), (2), проблема синтеза активной цепи может быть разделена (декомпозирована) на два этапа: 1) определение частотной зависимости $\mathbf{X}(\omega)$ вектора параметров пассивной части цепи, при которой удовлетворяются условия (3); 2) нахождение структуры S_p и значений вектора элементов $\mathbf{e}$ пассивной части цепи, при которых реализуется необходимая частотная зависимость $\mathbf{X}(\omega)$.

Следует отметить, что на элементарном уровне декомпозиционный подход, в котором выделяются указанные два этапа, широко используется при проектировании активных СВЧ устройств. Простейшим примером является расчет однокаскадного транзисторного усилителя с реактивными согласующими цепями (СЦ) на входе и выходе. Здесь на первом этапе на заданных частотах находятся импедансы СЦ, соответствующие оптимальному значению выбранной характеристики усилителя – например, максимуму коэффициента усиления, минимуму коэффициента шума и т. п. Более сложные методики предполагают поиск необходимых импедансов СЦ с учетом одновременно нескольких характеристик усилителя. На втором этапе по полученной частотной зависимости импедансов определяются структура и элементы СЦ.

Обобщая перечисленные подходы, задачу оптимизации для поиска значения $\mathbf{X}(\omega_k)$ вектора параметров пассивной части цепи на частоте ω_k можно записать следующим образом:

$$\Phi[\mathbf{X}(\omega_k)] = \underset{\mathbf{X}(\omega_k)\in P_D}{\text{extr}}\,;\ \mathbf{H}[\mathbf{X}(\omega_k)] \in E_H\,, \qquad (5)$$

где Φ – целевая функция (некоторая комбинация характеристик H_ν), зависящая от $\mathbf{X}(\omega_k)$; в частном случае в качестве функции Φ может выступать одна из характеристик H_ν. Результатом решения (5) является единственное оптимальное значение $\mathbf{X}^0(\omega_k)$ вектора $\mathbf{X}$ на частоте ω_k (оптимальная точка в n-мерном пространстве параметров КЦ $x_1,...,x_n$).

При проектировании широкополосного ППУ задача (5) решается последовательно для каждой частоты ω_k, $k=\overline{1,m}$ [3]. Найденные значения вектора $\mathbf{X}^0(\omega_k)$, $k=\overline{1,m}$ определяют параметры рассеяния или иммитансные параметры «идеальной» пассивной части цепи во взятых отдельно частотных точках ω_k. Следует отметить, что используемые в задаче (5) УФР пассивной части цепи $\mathbf{X}(\omega_k)\in P_D$, $k=\overline{1,m}$ являются необходимыми, но недостаточными.

Решению задачи (5) на дискретном множестве частот полезно дать геометрическую интерпретацию. Если расстояние между соседними частотными точками взять достаточно малым, тогда полученные решения $\mathbf{X}^0(\omega_k)$, $k=\overline{1,m}$ определят единственный оптимальный n-мерный «годограф» $\mathbf{X}^0(\omega)$ в полосе частот $\omega\in[\omega_L, \omega_U]$. В связи с уже сказанным и в соответствии с известными теоретическими ограничениями [2] и предельными аппроксимационными теоремами [4], найденная «идеальная» частотная характеристика параметров КЦ $\mathbf{X}^0(\omega)$ в общем случае не может быть точно воспроизведена пассивной цепью в диапазоне частот. Поэтому синтез КЦ по идеальной частотной характеристике $\mathbf{X}^0(\omega)$ может привести к нереализуемым или чересчур сложным цепям.

Учитывая изложенное, мы используем другую постановку задачи декомпозиционного проектирования активной цепи на первом этапе. Именно, вместо единственной оптимальной точки $\mathbf{X}^0(\omega_k)$ на каждой частоте ω_k будем искать полную область допустимых значений (ОДЗ) $E_X(\omega_k)$ вектора $\mathbf{X}$:

$$E_X(\omega_k) = \{\, \mathbf{X}(\omega_k) : \mathbf{H}[\mathbf{X}(\omega_k)] \in E_H(\omega_k)\,\},$$
$$k=\overline{1,m};\ \mathbf{X}(\omega_k)\in P_D. \qquad (6)$$

Решение задачи (6) удобно проиллюстрировать на примере ППУ с одним корректирующим двухполюсником (КД). В этом случае характеристики устройства H_ν ($\nu=\overline{1,\lambda}$) – коэффициент усиления, коэффициент шума и т. д. – зависят от комплексной переменной $q=\text{Re}q+\mathbf{i}\text{Im}q$, которая может иметь смысл иммитанса или коэффициента отражения КД. Вектор $\mathbf{X}$ будет включать два вещественных компонента: $\mathbf{X}=(x_1,x_2)$, где $x_1=\text{Re}\ q$, $x_2=\text{Im}\ q$, его значения можно представить на комплексной плоскости q. ОДЗ $E_X(\omega_k)$ вектора $\mathbf{X}$, полученные в результате решения (6) и соответствующие ограничениям на характеристики ППУ (4), будут представлять собой некоторые области на плоскости q.

На втором этапе проектирования необходимо синтезировать пассивную часть цепи по найденным ОДЗ $E_X(\omega_k)$ $k=\overline{1,m}$. Иначе говоря, значения вектора параметров КЦ $\mathbf{X}$ на всех частотах ω_k должны принадлежать соответствующим ОДЗ $E_X(\omega_k)$:

$$\mathbf{X}(\omega_k)\in E_X(\omega_k),\ k=\overline{1,m}.$$

В общем виде задача может быть сформулирована следующим образом: найти множество $E_{S,\mathbf{e}}$ структур S_p и значений элементов $\mathbf{e}$ пассивной части цепи такое, что

$$E_{S,\mathbf{e}} = \{\, S_{p,\mathbf{e}} : \mathbf{X}(S_p, \mathbf{e}, \omega_k) \in E_X(\omega_k)\,,$$
$$k=\overline{1,m}\};\ \mathbf{X}\in P. \qquad (7)$$

В задаче (7) используются необходимые и достаточные УФР пассивной части цепи, т. е. построение физически реализуемого пассивного многополюсника по вектору $\mathbf{X}$ гарантируется. Однако при нахождении ОДЗ $E_X(\omega_k)$ (задача (6)) задавались лишь необходимые УФР вектора $\mathbf{X}$ на дискретных частотах ω_k. Поэтому задача (7) может не иметь решения. Тем не менее, теперь КЦ синтезируется не по единственному оптимальному годографу $\mathbf{X}^0(\omega)$, а по ОДЗ вектора $\mathbf{X}(\omega)$. Благодаря этому возможность получения физически реализуемых решений, удовлетворяющих исходным требованиям (3), по сравнению с формулировкой задачи в виде (5) повышается. Кроме того, в результате решения (6), (7) получим гораздо более полное множество цепей. Из них выбираются наиболее простые или наиболее приемлемые с практической точки зрения цепи.

3. Декомпозиционный метод синтеза активных СВЧ цепей

Предлагаемый метод реализует рассмотренную схему синтеза (6), (7). Для упрощения задачи синтеза и получения практических решений мы выполним дальнейшую декомпозицию активной цепи, т. е. представим ее структуру более детально в виде структурной схемы. В этой схеме конкретизируются типы блоков (например, активные элементы – АЭ, двухполюсные и четырехполюсные, реактивные и диссипативные КЦ, и т. д.) и задаются связи между ними. Параметры части блоков заданы (полупроводниковые приборы, цепи с известной структурой и элементами). Остальные блоки (пассивные КЦ) являются «черными ящиками», структуру которых предстоит раскрыть в процессе синтеза.

В качестве примера на рис. 2 показана структурная схема транзисторного СВЧ усилителя. Усилитель содержит КД в цепях обратной связи, а также реактивные четырехполюсные КЦ (ЧКЦ). Комплексные переменные w_1, ..., w_n обозначают иммитансы КД и ЧКЦ, от которых зависят характеристики усилителя. Вектор $\mathbf{X}$ будет включать $2n$ вещественных компонент $X_{2i-1}=\text{Re}\ w_i$, $X_{2i}=\text{Im}\ w_i$, $i=\overline{1,n}$. Заметим, что входные иммитансы межкаскадных ЧКЦ (например, w_4 и w_5) в данном случае взаимосвязаны между собой в силу свойств реактивных цепей.

ДМС использует следующую последовательность этапов синтеза: 1) выбор структурной схемы ППУ; 2) построение и идентификация математиче-

ской модели выбранной структуры ППУ с КЦ; 3) нахождение предельных (достижимых) значений характеристик для выбранной структуры при вариации параметров КЦ и назначение требований к характеристикам ППУ; 4) определение на фиксированных частотах рабочего диапазона ОДЗ параметров КЦ (например, иммитансных параметров или параметров рассеяния) по совокупности требований к характеристикам ППУ; 5) нахождение структуры и элементов КЦ по ОДЗ параметров.

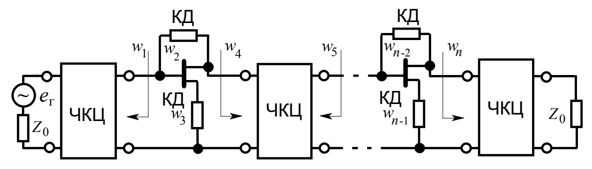


Рис. 2. *Структурная схема транзисторного СВЧ усилителя*

Определение ОДЗ параметров КЦ является отличительной особенностью предлагаемого метода. На практике требования к характеристикам ППУ всегда формулируются в виде неравенств, это означает, что параметры КЦ (в частности, иммитансные) на каждой частоте могут принимать множество (область) допустимых значений. Использование допустимых областей параметров КЦ позволяет решить задачу синтеза широкополосных КЦ наименьшей сложности по комплексу требований к ППУ, а также учесть при синтезе разброс характеристик элементов и влияние внешних факторов.

ДМС позволяет не только синтезировать КЦ, но и решить ряд других важных задач.

Оценка предельных характеристик ППУ заданной структуры на фиксированных частотах. Для обоснованного назначения требований к характеристикам устройств важное значение имеет задача оценки потенциальных возможностей ППУ выбранной структуры. С этой целью необходимо найти предельные характеристики ППУ на фиксированных частотах рабочего диапазона в рамках заданной структурной схемы. Проблема может быть сформулирована следующим образом. Нужно определить предельно достижимую величину одной из характеристик ППУ при ограничениях на другие характеристики, варьируя параметры пассивных КЦ (вектор **X**) в пределах ограничений физической реализуемости этих цепей.

Таким образом, нахождение предельных характеристик ППУ в общем случае представляет собой сложную задачу нелинейной глобальной оптимизации вида (5). Однако, если может быть найдена ОДЗ параметров для любой из КЦ, решение этой задачи сводится к последовательности задач вида (6). Процедура состоит в последовательном изменении нижней (верхней) границы в ограничении, накладываемом на исследуемую характеристику, и проверке существования соответствующей ОДЗ [3].

Синтез СВЧ ППУ с учетом разброса параметров активных и пассивных элементов, влияния внешних факторов. Существующие методы технологической оптимизации устройств (статистический анализ, метод допусков и центрирования) позволяют лишь уточнить значения элементов пассивных цепей, полученные в результате расчета по требованиям к электрическим характеристикам. ДМС дает возможность учесть разброс параметров элементов на стадии синтеза структуры КЦ и благодаря этому получить малочувствительные схемы устройств.

Процедура основана на построении ОДЗ параметров КЦ. Для учета технологических отклонений характеристик АЭ построение ОДЗ осуществляется для нескольких «наихудших» наборов параметров АЭ, наиболее отличающихся от типовых значений. Синтез КЦ проводится по результирующим ОДЗ, которые находятся как общие части (пересечения) допустимых областей, отвечающих различным наборам параметров [5]. Учет разброса элементов КЦ базируется на получении областей разброса параметров цепи и помещении этих областей в результирующие ОДЗ [6].

Подобным же образом выполняется синтез СВЧ ППУ с учетом влияния внешних факторов – например, температуры.

Синтез СВЧ полупроводниковых управляющих устройств. В различных СВЧ системах и устройствах широко используют полупроводниковые управляющие устройства (УУ) – аттенюаторы, фазовращатели, модуляторы, манипуляторы, переключатели и др. ДМС позволяет осуществить синтез пассивных КЦ, входящих в состав УУ, по совокупности требований к характеристикам устройства [7].

Особенностью задачи проектирования УУ является то, что управляемые АЭ (диоды или транзисторы) имеют несколько или бесконечное множество состояний. К характеристикам УУ в различных состояниях предъявляются разные требования – чаще всего различные значения модуля или фазы коэффициента передачи. Результирующие ОДЗ в этом случае находятся как общие части областей, отвечающих различным состояниям АЭ. Далее по результирующим ОДЗ осуществляется синтез КЦ. Одним из достоинств предлагаемого подхода является то, что он обеспечивает единую основу для проектирования СВЧ УУ различных классов и структур.

Выбор структурной схемы ППУ. Следует указать, что представленный метод не позволяет решить задачу полного структурного синтеза активной СВЧ цепи. Возможен только частичный синтез, т. е. синтез пассивных КЦ при заданной структурной схеме активного устройства, в соответствии с требованиями, предъявляемыми к устройству в целом. Однако часто это является достоинством метода, так как для многих типов ВЧ и СВЧ ППУ адекватные структурные схемы, реализуемые на высоких частотах, известны из практики.

Кроме того, на основе декомпозиционного синтеза может быть решена также задача выбора рациональной (оптимальной) структурной схемы ППУ. Решение этой задачи осуществляется путем перебора допустимых структур ППУ и сравнения их предельно достижимых характеристик.

4. Методы решения задач на этапах декомпозиционного синтеза

Нами были разработаны и исследованы методы решения задач, возникающих на этапах декомпозиционного синтеза. Приведем основные результаты этих исследований.

Построение математических моделей СВЧ ППУ. На начальном этапе синтеза должна быть построена математическая модель ППУ выбранной структуры, которая в аналитической форме определяет зависимости характеристик устройства от иммитансных параметров (параметров рассеяния) КЦ. Для решения этой задачи использованы два подхода: а) получение модели в аналитической форме с помощью общих матричных методов и программ символьного анализа СВЧ цепей [8]; б) численная идентификация моделей. Получены математические модели для распространенных структурных схем ППУ с КЦ – в частности, схем ППУ с одним КД, с двумя КД, ППУ с одним КД и СЦ на входе и выходе и др. [3, 9, 10]

Определение допустимых областей параметров пассивных цепей ППУ. Задача нахождения ОДЗ параметров КЦ сводится к решению системы нелинейных неравенств (6) в многомерном пространстве вещественных переменных (параметров КЦ).

Разработаны следующие методы, учитывающие специальный вид математических моделей ППУ с КЦ: для ППУ с одной КЦ – метод, основанный на конформном отображении аналитических функций [3, 9]; для ППУ с двумя или тремя КЦ – численные итерационные алгоритмы, позволяющие свести задачу к построению ОДЗ для цепи с одной КЦ [3, 11, 12]. Для большинства структур ППУ ОДЗ параметров КЦ описываются системами полиномиальных неравенств [10]. Применительно к этому случаю разработан аналитический метод, состоящий в последовательном исключении неизвестных из системы алгебраических неравенств с использованием результантов [10].

Общий подход использует геометрическую интерпретацию решения системы неравенств как нахождение проекции многомерной допустимой области на подпространство меньшей размерности (например, плоскость двух вещественных переменных). На этой основе предложен численный метод поиска множества решений системы неравенств, состоящий в построении и визуализации проекций многомерной допустимой области решений [13].

Для нелинейных ППУ (мощных усилителей, преобразователей и умножителей частоты и др.) допустимые области параметров СЦ могут быть получены путем построения нагрузочных характеристик на комплексных плоскостях иммитансов генератора и нагрузки усилительного элемента на основе измерений либо моделирования на ЭВМ [14].

Для реализации указанных алгоритмов разработаны процедуры отображения заданных функциональными неравенствами областей на плоскости двух переменных, нахождения пересечения и объединения нескольких областей на основе следующих подходов: учет свойств аналитических функций комплексного переменного [12]; слежение вдоль кривой; применение метода дифференцирования по параметру; применение R-функций [13]; сеточное разбиение области [11].

Синтез пассивных цепей по допустимым областям параметров, применение декомпозиционного подхода к проектированию СВЧ ППУ. Решение проблемы синтеза КЦ по ОДЗ параметров осуществлялось с использованием нескольких подходов.

Первый из них развивает классические процедуры синтеза (аппроксимация и реализация цепи). На этой основе предложены методы и алгоритмы синтеза двухполюсных и реактивных четырехполюсных (согласующих) цепей при задании требований в виде ОДЗ иммитанса [3, 14]. Разработаны алгоритмы вычисления предельных характеристик пассивных и активных цепей [3, 4, 15].

Интерактивная «визуальная» процедура проектирования КЦ [16] включает два этапа: а) выбор структуры цепи в каталоге стандартных структур, исходя из расположения ОДЗ на плоскости параметров КЦ; б) определение элементов цепи путем визуального отображения годографа иммитанса и интерактивного управления им в режиме реального времени.

Предложены базирующиеся на генетических алгоритмах численные процедуры синтеза реактивных СЦ по заданной частотной характеристике передачи мощности и по ОДЗ иммитанса [17].

На основе ДМС разработан комплекс программ автоматизированного проектирования активных и пассивных СВЧ устройств. С их помощью выполнено проектирование различных типов СВЧ ППУ, в том числе малошумящих и мощных СВЧ транзисторных усилителей, управляемых фазовращателей, конвертеров иммитанса, активных фильтров и др. Получены новые модификации схем СВЧ устройств с улучшенными характеристиками. Ряд спроектированных устройств был реализован на основе гибридно-пленочной и монолитной технологий.

5. Заключение

Декомпозиционный метод синтеза обладает рядом достоинств по сравнению с существующими подходами. В частности, он позволяет:

- решить *на единой основе* разнообразные задачи синтеза (проектирования) активных ВЧ и СВЧ устройств различных классов и структур;
- осуществить выбор структурной схемы устройства, определить структуру и элементы пассивных корректирующих цепей, исходя из *комплекса требований* к характеристикам устройства в частотной области;
- выполнить синтез устройств с учетом ряда технологических и эксплуатационных требований (получение цепи минимальной сложности, учет

разброса параметров элементов и влияния внешних факторов);

– оценить принципиальную разрешимость задачи синтеза, найти предельно реализуемые параметры для выбранной структурной схемы полупроводниковых устройств.

В связи с этим декомпозиционный метод синтеза является перспективным и может быть положен в основу создания комплекса «интеллектуальных» программ автоматизированного синтеза СВЧ ППУ различных классов.

Работа поддержана грантами РФФИ № 06-07-96916 и INTAS-CNES №06-1000024-9199.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Babak L.I. Decomposition synthesis approach to design of RF and microwave active circuits // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. – 2001. – V. 2. – P. 1167–1170.
2. Вай Кайчень. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей / Перевод с англ. под ред. Ю.Л. Хотунцева. – М.: Связь, 1979. – 288 с.
3. Бабак Л.И. Автоматизированный синтез двухполюсных цепей коррекции полупроводниковых устройств ВЧ и СВЧ // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1993. – Т. 36. – № 10. – С. 35–44; № 11. – С. 3–11.
4. Бабак Л.И. Синтез двухполюсных цепей с заданными частотными характеристиками иммитанса // Радиотехника. – 1981. – Т. 36. – № 11. – С. 36–44.
5. Черкашин М.В., Бабак Л.И. Проектирование транзисторных СВЧ усилителей с учетом разброса параметров активных и пассивных элементов // 2-й Межд. симпозиум СИБКОНВЕРС'97: Труды симпозиума. – Томск: ТУСУР, – 1997. – С. 213–218.
6. Черкашин М.В., Бабак Л.И. Автоматизированный расчет корректирующих и согласующих цепей с учетом отклонений элементов // 2-й Межд. симпозиум СИБКОНВЕРС'97: Труды симпозиума. – Томск: ТУСУР, 1997. – С. 100–111.
7. Бабак Л.И. Автоматизированное проектирование СВЧ управляющих устройств на основе декомпозиционного подхода // Электронные средства и системы управления: Докл. Междунар. научно-практ. конф. – Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2005. – С. 106–110.
8. Бабак Л.И. Анализ линейных шумящих СВЧ цепей с использованием топологической матрицы. // Вестник Томского государственного педагогического университета. – 2005. – Вып. 7 (51). – С. 12–20.
9. Бабак Л.И. Проектирование транзисторных широкополосных СВЧ усилителей с двухполюсными цепями коррекции и обратной связи // Электронная техника. Серия 1. СВЧ техника. – 1994. – № 2; – С. 16–19. № 3. – С. 9–16.
10. Покровский М.Ю., Бабак Л.И. Структурный синтез двухполюсных цепей коррекции транзисторных малошумящих СВЧ усилителей // Радиотехника. – 1988. – № 6. – С. 31–35.
11. Бабак Л.И., Поляков А.Ю. Автоматизированное проектирование малошумящих транзисторных СВЧ усилителей с реактивными согласующими цепями. // Доклады ТУСУР. – Т. 1. – Вып. 1. – Томск: Изд-во ТУСУР, 1997. – С. 94–108.
12. Черкашин М.В., Бабак Л.И. Методика синтеза согласующе-выравнивающих цепей транзисторных СВЧ усилителей // Доклады ТУСУР. – Т. 1. – Вып. 1. – Томск: Изд-во ТУСУР, 1997. – С. 71–82.
13. Бабак Л.И. Синтез технических устройств и систем с использованием проекций области работоспособности // 2-й Межд. симпозиум СИБКОНВЕРС'97: Труды симпозиума. – Томск: ТУСУР, 1997. – С. 203–213.
14. Бабак Л.И. Синтез согласующих цепей и цепей связи транзисторных широкополосных усилителей по областям иммитанса // Радиотехника и электроника. – 1995. – Т. 40. – Вып. 10. – № 8. – С. 1550–1560.
15. Бабак Л.И., Соколов А.Г. Численное решение проблемы предельного согласования для произвольных нагрузок // 2-й Межд. симпозиум СИБКОНВЕРС'97: Труды симпозиума. – Томск: ТУСУР, 1997. – С.118–125.
16. Babak L.I., Cherkashin M.V. Interactive «visual» design of matching and compensation networks for microwave active circuits // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. – 2001. – V. 3. – P. 2095–2098.
17. Бабак Л.И., Вьюшков В.А. Автоматизированный синтез согласующих цепей на основе генетического алгоритма // Электронные средства и системы управления: Докл. Междунар. научно-практ. конф. – Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2005. – Ч. 2. – С. 102–105.